

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-284093

(43) 公開日 平成9年(1997)10月31日

(51) Int.Cl.⁶H 0 3 H 9/72
9/64

識別記号

庁内整理番号

7259-5 J
7259-5 J

F I

H 0 3 H 9/72
9/64

技術表示箇所

Z

審査請求 未請求 請求項の数 3 F D (全 10 頁)

(21) 出願番号 特願平8-115710

(22) 出願日 平成8年(1996)4月13日

(71) 出願人 000003104

東洋通信機株式会社

神奈川県高座郡寒川町小谷2丁目1番1号

(72) 発明者 松本 省三

神奈川県高座郡寒川町小谷二丁目1番1号

東洋通信機株式会社内

(72) 発明者 渡辺 芳久

神奈川県高座郡寒川町小谷二丁目1番1号

東洋通信機株式会社内

(72) 発明者 渡辺 吉隆

神奈川県高座郡寒川町小谷二丁目1番1号

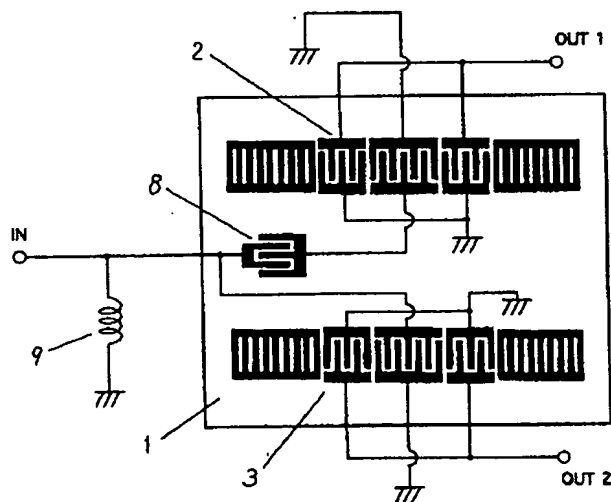
東洋通信機株式会社内

(54) 【発明の名称】 マルチバンドSAWフィルタ

(57) 【要約】

【目的】 DMSフィルタのような共振器型フィルタ素子を複数個組み合わせたマルチバンドSAWフィルタの欠陥を除去するためになされたものであって、複数の離散した複数の周波数帯域にて良好なフィルタ特性を呈するマルチバンドSAWフィルタを提供することを目的とする。

【構成】 圧電基板1上に複数の共振器型のSAWフィルタ素子2、3を配置すると共に各フィルタの入力を相互に接続して共通とした1入力多出力型のSAWフィルタ素子に於いて、これら複数の共振器型のSAWフィルタ素子のうち少なくとも一のSAWフィルタ素子の入力端に所定の容量を有するコンデンサ8を直列に挿入し、更に、前記共通入力端にインダクタ9を並列に接続しこのSAWフィルタ素子が他のSAWフィルタ素子の通過帯域とその近傍の周波数に於いて大きな入力インピーダンスを呈するようにしたものである。



【特許請求の範囲】

【請求項1】圧電基板上に複数のSAWフィルタ素子を配置すると共に各フィルタの入力を共通とした1入力多出力型のSAWフィルタ素子に於いて、少なくとも一のSAWフィルタ素子の入力端にコンデンサを直列に挿入し、該SAWフィルタ素子が他のSAWフィルタ素子の通過帯域とその近傍の周波数に於いて大きな入力インピーダンスを呈するよう位相をシフトしたことを特徴とするマルチバンドSAWフィルタ。

【請求項2】前記共通入力端にコイルを並列に接続したことを特徴とする請求項1記載のマルチバンドSAWフィルタ。

【請求項3】前記コンデンサを前記圧電基板上に金属薄膜にて形成したことを特徴とする請求項1又は2記載のマルチバンドSAWフィルタ。

【0001】

【発明の詳細な説明】

【0002】

【発明の属する技術分野】本発明はSAWフィルタ、殊に複数の離散した周波数帯域にて良好なフィルタ特性を呈するマルチバンドSAWフィルタに関する。

【0003】

【従来の技術】携帯用通信機器等に於いては従来より小型化に適したSAWフィルタが盛んに使用されている。例えば、携帯電話や自動車電話のフロントエンドと中間周波数に変換するための周波数変換部（IF変換部）との間の段間フィルタとして広帯域で低損失な縦結合2重モードSAW（DMS）フィルタが用いられている。このDMSフィルタは圧電基板の主表面上に3つのIDT電極をSAWの伝播方向に沿って直列に近接配置し、両端のIDT電極を入力、内側のIDT電極を出力（逆も可）とし、これら入出力IDT電極の両側に配置した反射器によって、該反射器間に1次の振動モードと3次の振動モードを閉じ込めることにより両振動モードの周波数差に相当する通過帯域幅を有するバンドパスフィルタ特性を得るものである。

【0004】近年、携帯電話が急激に普及しており、特に雑音が少ない良好な音声にて会話が可能なデジタル方式への需要が高まりつつある。しかし、周知の通り、既に携帯電話をはじめ各種無線には割り当て周波数が決められており、需要の高まりに応じてチャネル数を増大しようにも限られた周波数資源から容易にチャネル数を増やすことができないため、電話がかかりにくい等の不具合が指摘されている。そこで、これまでアナログ方式携帯電話用の割り当て周波数を、デジタル方式の普及拡大にあわせてデジタル方式携帯電話のそれに切り換えつつある。例えば、NTTに於いても、これまでアナログ方式の携帯電話に利用していた割り当て周波数を、デジタル方式の携帯電話に利用することになってい

ログ方式用とデジタル方式用とが互いに隣接しているので、段間フィルタとしてDMSフィルタを用いればよい（従来より広帯域のフィルタ特性が必要となることは云うまでもないが、充分に対応し得るものである）。ところが、図5に示すように受信用の割り当て周波数は、アナログ方式用が885～870MHz、デジタル方式用が826～810MHzと各周波数帯域の中心周波数が59.5MHzも離れているため、従来より段間フィルタとして用いていたDMSフィルタでは両者を通して可能とするような広帯域フィルタを構成することは困難であり容易に対応することができない。

【0005】また、携帯電話の段間フィルタには使用周波数（割り当て周波数）から携帯電話の中間周波数の1/2だけ離れた周波数で十分な減衰量を得られなければならないという規定があり、例えばNTTの携帯電話の場合は中間周波数が130MHzで、その1/2は65MHzであるから上記した2つの割り当て周波数の間隔にほぼ一致するため、たとえ広帯域なフィルタ特性を実現可能なフィルタ素子（例えばマルチIDT（或はIIDT）型のSAWフィルタ）を用いたとしてもこの要求を満足することができない。

【0006】そこで、図6に示すように、圧電基板1上にそれぞれが前記割り当て周波数に対応したフィルタ特性を呈する2つの2、3を入力が共通となるように互いの入力端子を接続した1入力2出力のデュアルバンド型のSAWフィルタ素子を考案した。しかしながら、図7（a）、（b）に示すように入力端の接続を外した個々のフィルタ素子についての測定を行うと何れも良好なフィルタ特性を呈するのに対し、上述した図6のようなデュアルバンド型のSAWフィルタ素子を構成した上でフィルタ特性を測定すると図8（a）、（b）に示すように通過帯域の挿入損失が増大し、かつフィルタの通過域の平坦性も劣化するため実用に供することができないと云う欠陥があった。尚、測定に用いたサンプルは圧電基板として64°YXカットのLiNbO₃、DMSフィルタは何れも中央IDT15.5対、両側IDT10.5対、IDTの交差長45λ（λはSAWの波長）、反射器200本、電極膜厚4%λとして製作したものである。以下同等の条件でサンプルを作成した。また、フィルタ特性を示す図面には広い周波数帯域で測定したものと通過帯域付近で測定したものとを同時に示したものである。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】本発明は上述したようにDMSフィルタのような共振器型フィルタ素子を複数個組み合わせたマルチバンドSAWフィルタの欠陥を除去するためになされたものであって、複数の離散した複数の周波数帯域にて良好なフィルタ特性を呈するマルチバンドSAWフィルタを提供することを目的とする。

【0008】

3

【課題を解決するための手段】上述の目的を達成するため本発明に係るマルチバンドSAWフィルタは、圧電基板上に複数の共振器型のSAWフィルタ素子を配置すると共に各フィルタの入力を相互に接続して共通とした1入力多出力型のSAWフィルタ素子に於いて、これら複数の共振器型のSAWフィルタ素子のうち少なくとも一のSAWフィルタ素子の入力端に所定の容量を有するコンデンサを直列に挿入し、このSAWフィルタ素子が他のSAWフィルタ素子の通過帯域とその近傍の周波数に於いて比較的大きな入力インピーダンスを呈するようその位相をシフトしたものである。更に、前記共通入力端にコイルを並列に接続したもの、前記コンデンサを前記圧電基板上に金属薄膜にて電極パターンとして形成したものである。

【0009】

【本発明の実施の形態】以下、本発明を実施例を示す図面に基づいて詳細に説明する。先ず、本発明の理解を助けるために従来のデュアルバンド型SAWフィルタの特性について詳しく詳細に検討する。図9(a)、(b)はそれぞれ図6に示したデュアルバンド型SAWフィルタのスミスチャートを示したものである。図9(a)は割り当て周波数が826~810MHzでフィルタ効果を呈する側(図6のフィルタ2)についての周波数とインピーダンスの関係を示すものであり、図9(b)は割り当て周波数が885~870MHzでフィルタ効果を呈する側(図6のフィルタ3)についての周波数とインピーダンスの関係を示すものであり、自らの通過域周波数近傍(図中4、5)ではインピーダンスがほぼ50Ωとなるものの、図9(a)に於いてはフィルタ3の通過域周波数近傍(図中6)が、図9(b)に於いてはフィルタ2の通過域周波数近傍(図中7)がそれぞれ低インピーダンスとなることが判る。(周知のように、スミスチャートは図中右端点に近づくほどインピーダンスが高いことを意味している。)

即ち、2つのフィルタの入力を共通としたことによって、何れのフィルタも互いに他方のフィルタの通過域周波数近傍に於いて低インピーダンスとなるため、上述した図8のようなフィルタ特性の劣化が生じたものと推測できる。

【0010】そこで、本発明は各フィルタの位相を制御することにより他方のフィルタの通過域周波数に対応するインピーダンスを上昇させて、他方のフィルタの通過域特性を改善せんとしたものであって、図1はその一実施例を示す構成図である。即ち、圧電基板1上に2つのDMSフィルタ素子2、3を配置し、一方のフィルタ素子2の入力端に前記フィルタ素子と同じプロセスで圧電基板上に形成した金属薄膜の電極パターンのコンデンサ8を直列に接続し、これと他方のフィルタ素子3の入力端とを接続して共通入力として、これにコイル9を並列に接続したものである。上述のように構成することによ

4

ってフィルタ特性は図2(a)に示すように通過帯域818MHz±8MHzにて挿入損失が2dB程度、図2(b)に示すように通過帯域877.5MHz±7.5MHzにて挿入損失が2dB程度と両者ともに温度による変動を考慮しても概ね2.5dB程度のフィルタの通過域特性が実現できる。尚、このときのコンデンサ8の容量は約7pF、コイル9のインダクタンスは10nHである。

【0011】以下、本発明の動作について説明する。上述したように同一圧電基板上に構成した2つのフィルタ素子の入力端を単に接続しただけでは所望の良好なフィルタ通過域特性を得ることはできない。本発明らはその理由が何れのフィルタも互いに他方のフィルタの通過域周波数近傍に於いて低インピーダンスとなるためであることに鑑み、位相を制御して他方のフィルタの通過域周波数近傍に於けるインピーダンスを増大することに思い至ったのである。

【0012】位相を制御すべく従来のデュアルバンド型SAWフィルタの共通入力端にコイルを並列に接続すると、図3に示すようにフィルタのインピーダンスはスミスチャートの右端に弧を接する円に沿って移動する。例えば前述した図9(b)の7で示した点は所定のコイルを接続することによって17へ移動させることができる。これはフィルタ3がフィルタ2の通過域周波数877.5MHz近傍に於いて高インピーダンスになる(スミスチャートの右端点に接近した)ことを意味している。よってこれによりフィルタ2の通過域に於けるフィルタ特性は大幅に改善されることになる。しかし、図9(a)の6で示した点はコイルを接続することによって16へ移動するものの相変わらず低インピーダンスのままであり、フィルタ3の特性を改善するには至らないのである。

【0013】そこで、フィルタ2の入力端にコンデンサを直列に挿入すると、図4に示すようにフィルタのインピーダンスはスミスチャートの左端に弧を接する円に沿って移動することになり、図9(a)の6で示した点はコンデンサを所定の値とすることにより26の位置へ移動する。更にコイルの作用により26から36の位置へ移動することになる。これはフィルタ2がフィルタ3の通過域周波数818MHz近傍に於いて高インピーダンスになる(スミスチャートの右端点に接近した)ことを意味しており、これによりフィルタ3の通過域に於けるフィルタ特性も大幅に改善されることになる。

【0014】尚、コンデンサやコイルを挿入することにより位相を制御してインピーダンスを増減することは可能であるが、他方のフィルタの通過域に於けるインピーダンスのみならず、自らの通過域周波数を含めインピーダンスを変動することになるため、適宜考慮して自らの通過域周波数近傍では50Ωを維持しつつ、極力他方のフィルタの通過域に於けるインピーダンスのみを高イン

5

ピーダンスにするよう各素子値を設定することが肝要である。

【0015】以上本発明を携帯電話の段間フィルタとして適用するデュアルバンド型SAWフィルタを例として説明したが、本発明はこれのみに限定されるものではなく、3つ以上の複数のフィルタを用いて複数の通過帯域を有するマルチバンドSAWフィルタに適用することも可能であり、又、LiNbO₃基板を用いたDMSフィルタのみならず、LiTaO₃等の他の圧電基板にラダー型SAWフィルタ等の他の共振器型SAWフィルタを組み合わせるものであってもよいことは言うまでもない。

【0016】

【発明の効果】本発明は、以上説明した如く構成するものであるから、共振器型フィルタ素子を複数個組み合わせたマルチバンドSAWフィルタの通過帯域の挿入損失及びリップル等を極限し、複数の離散した複数の周波数帯域にて良好なフィルタ特性を呈するフィルタを実現する上で著しい効果を奏する。

【0017】

【図面の簡単な説明】

6

【図1】本発明にかかるマルチバンドSAWフィルタの一実施例を示す構成図。

【図2】本発明にかかるマルチバンドSAWフィルタの特性を示す図。

【図3】本発明にかかるマルチバンドSAWフィルタの動作を説明する図。

【図4】本発明にかかるマルチバンドSAWフィルタの動作を説明する図。

【図5】周波数割り当てを説明する図。

【図6】従来のデュアルバンド型SAWフィルタの構成図。

【図7】従来の特性を示す図。

【図8】従来のデュアルバンド型SAWフィルタの特性を示す図。

【図9】従来のデュアルバンド型SAWフィルタのスミスチャート図。

【符号の説明】

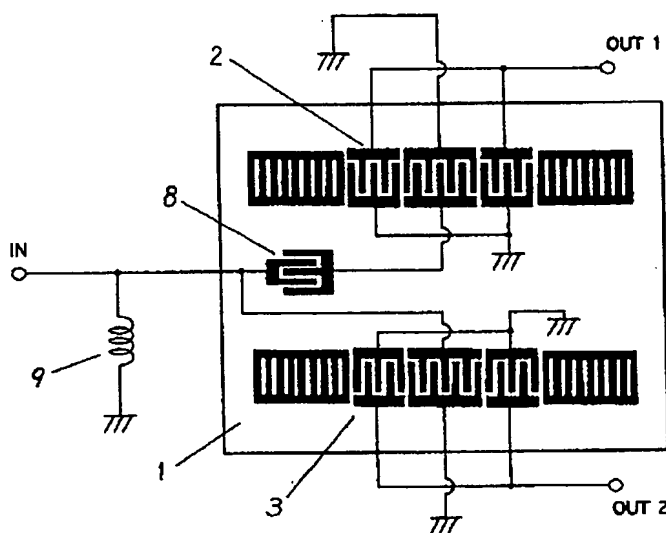
1・・・圧電基板

2、3・・・DMSフィルタ

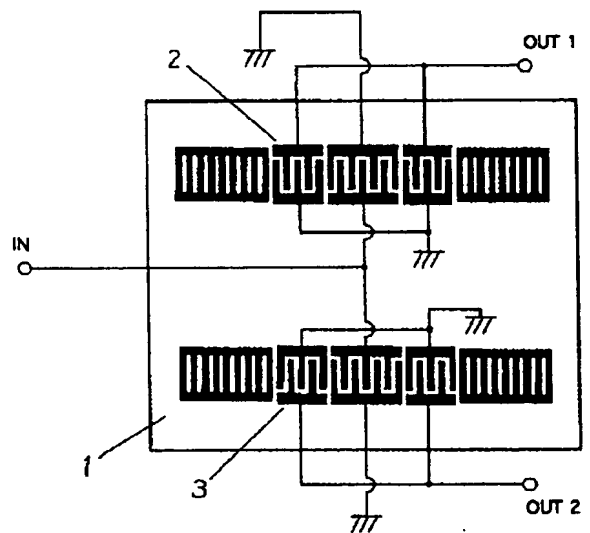
8・・・コンデンサ

9・・・コイル

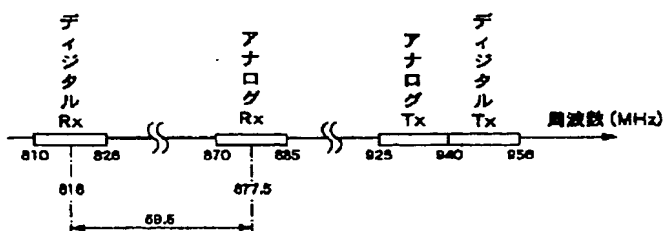
【図1】



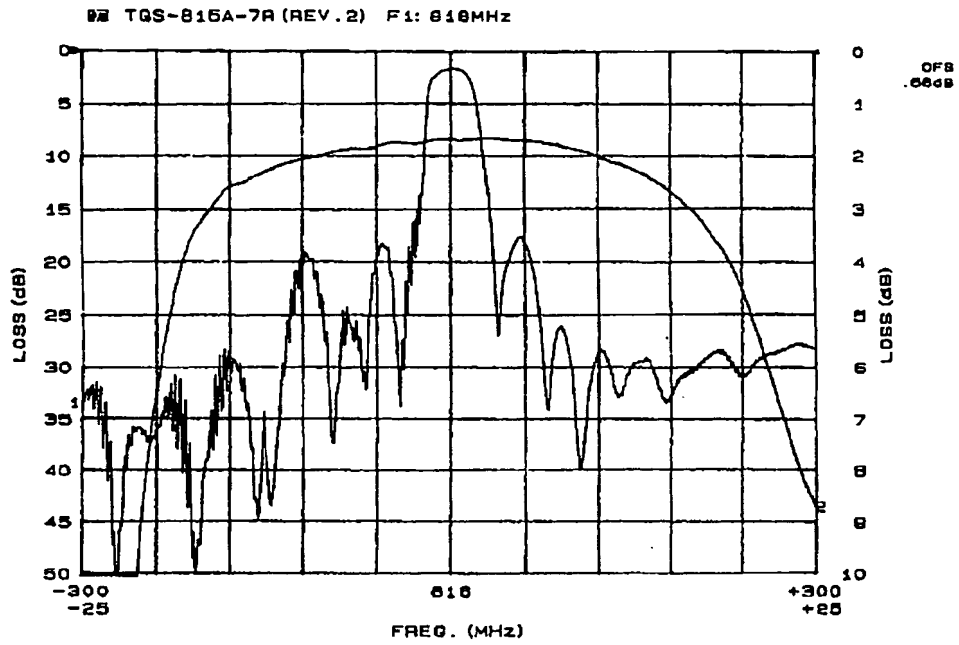
【図6】



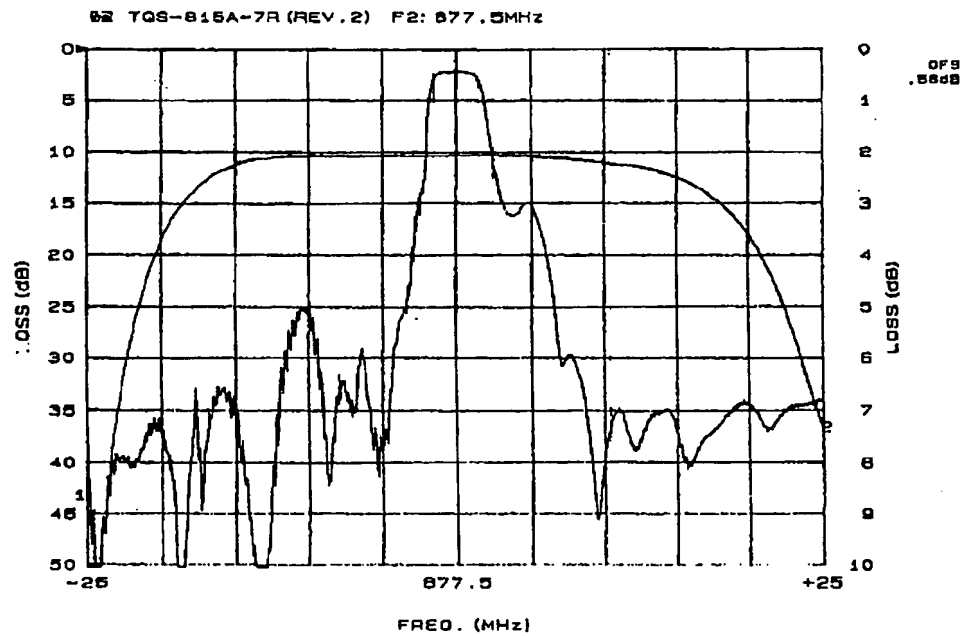
【図5】



【図2】

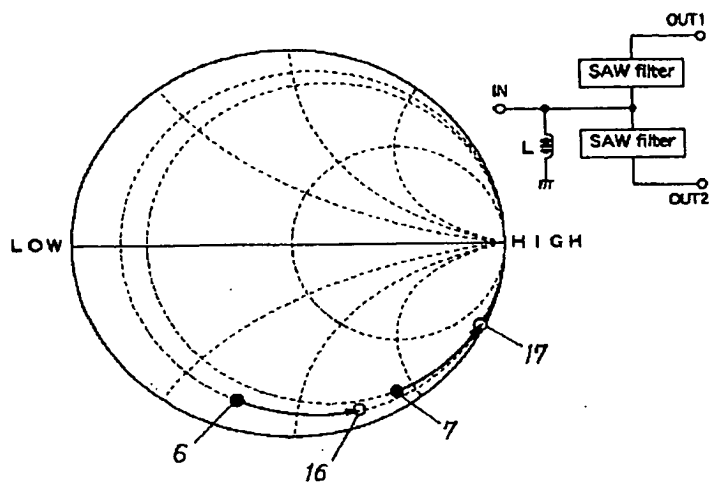


(a)

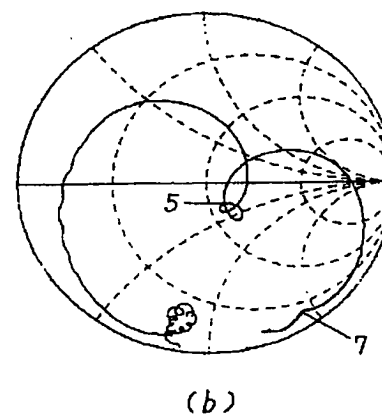
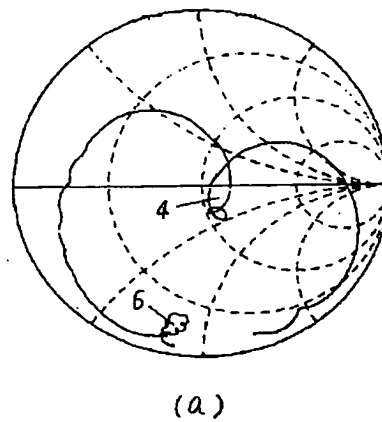


(b)

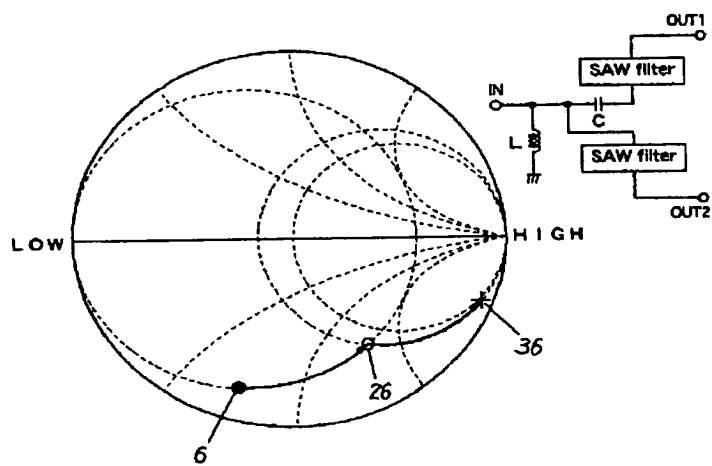
【図3】



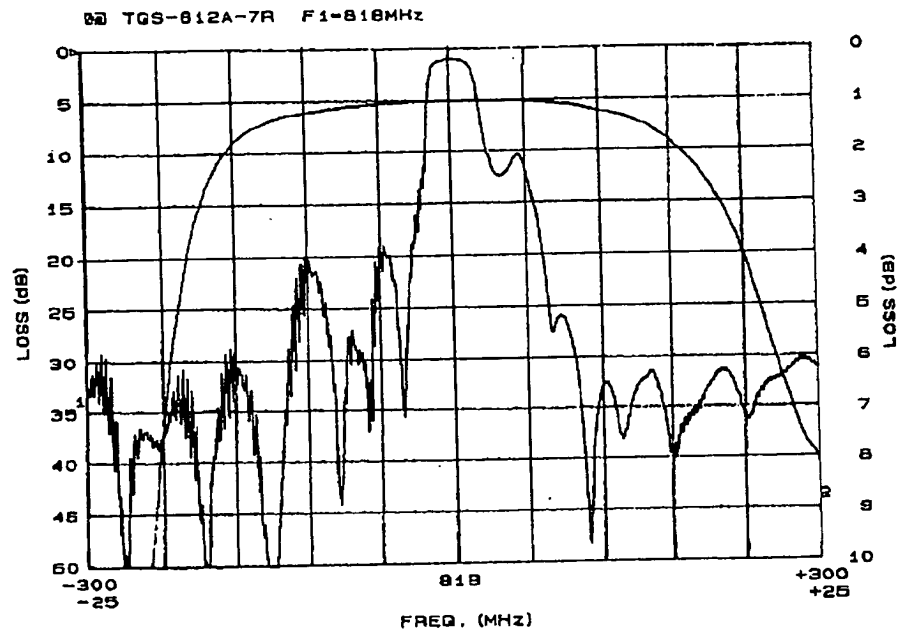
【図9】



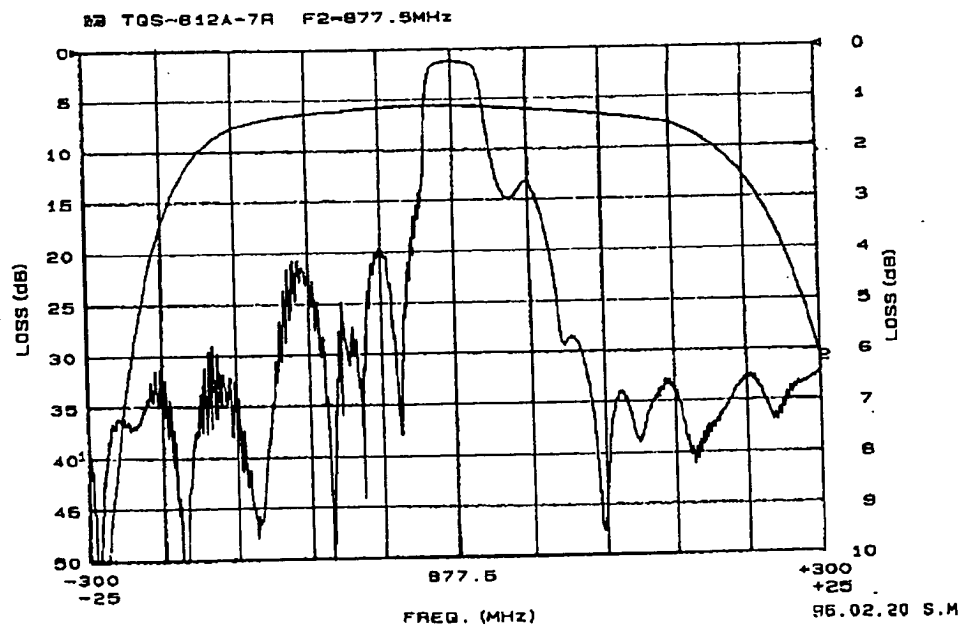
【図4】



【図7】

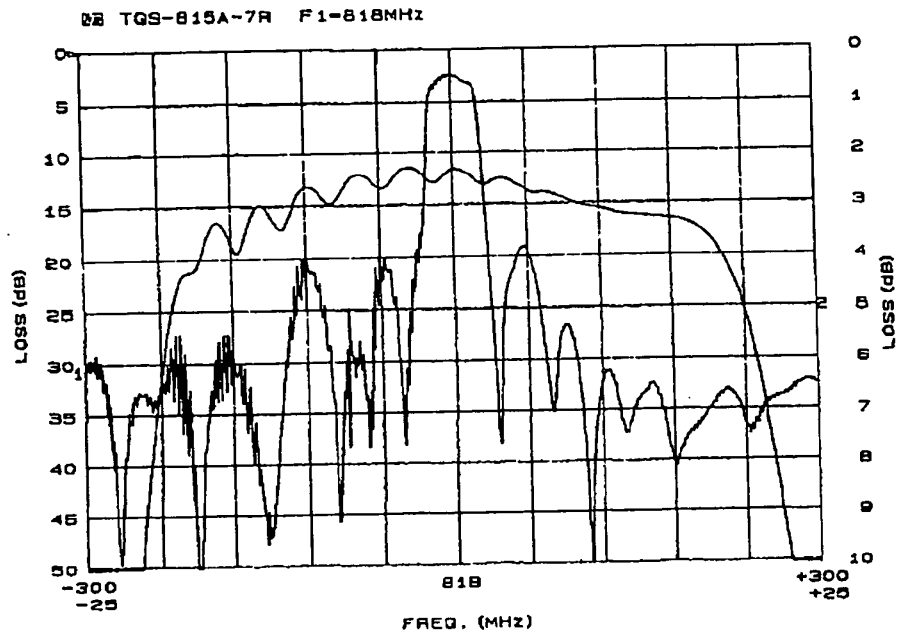


(a)

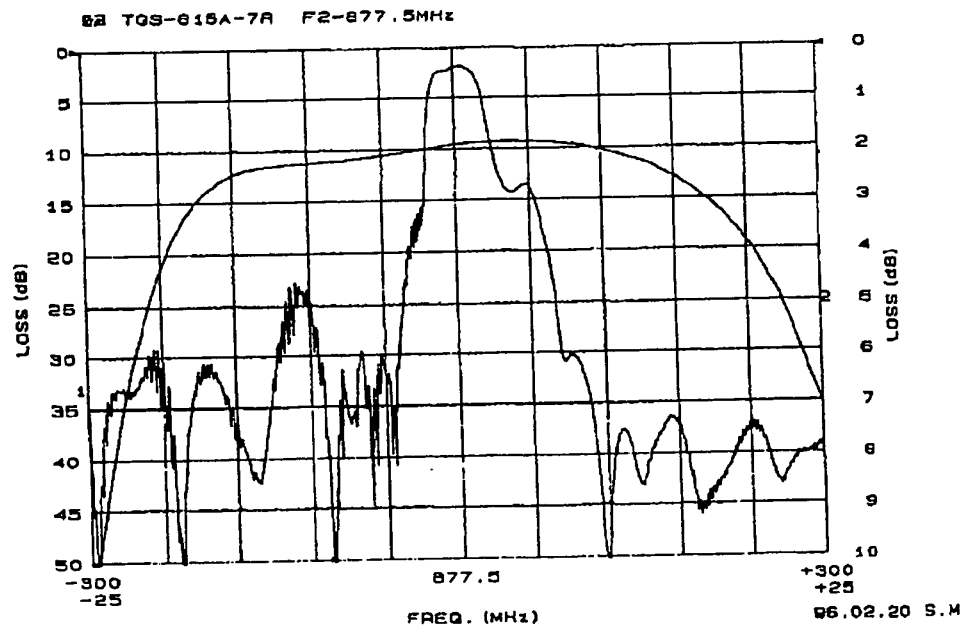


(b)

【図8】



(a)



(b)

【手続補正書】

【提出日】平成9年5月15日

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0004

【補正方法】変更

【補正内容】

【0004】近年、携帯電話が急激に普及しており、特に雑音が少ない良好な音声にて会話が可能なデジタル方式への需要が高まりつつある。しかし、周知の通り、既に携帯電話をはじめ各種無線には割り当て周波数が決められており、需要の高まりに応じてチャンネル数を増大しようにも限られた周波数資源から容易にチャンネル数を増やすことができないため、電話がかかりにくい等の不具合が指摘されている。そこで、アナログ方式携帯電話の割り当て周波数を、デジタル方式の普及拡大にあわせてデジタル方式携帯電話のそれに切り換えつつある。例えば、NTTに於いても、これまでアナログ方式の携帯電話に利用していた割り当て周波数を、デジタル方式の携帯電話に利用することになっている。図5に示すように送信用の割り当て周波数は、アナログ方式用とデジタル方式用とが互いに隣接しているので、段間フィルタとしてDMSフィルタを用いればよい（従来より広帯域のフィルタ特性が必要となることは言うまでもないが、充分に対応し得るものである）。ところが、図5に示すように受信用の割り当て周波数は、アナログ方式用が885～870MHz、デジタル方式用が826～810MHzと各周波数帯域の中心周波数が59.5MHzも離れているため、従来より段間フィルタとして用いていたDMSフィルタでは両者を通過可能とするような広帯域フィルタを構成することは困難であり容易に対応することができない。

【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0006

【補正方法】変更

【補正内容】

【0006】そこで、図6に示すように、圧電基板1上にそれぞれが前記割り当て周波数に対応したフィルタ特性を呈する2つのDMSフィルタ2、3を入力が共通となるように互いの入力端子を接続した1入力2出力のデュアルバンド型のSAWフィルタ素子を考案した。しかしながら、図7(a)、(b)に示すように入力端の接続を外した個々のフィルタ素子についての測定を行うと何れも良好なフィルタ特性を呈するのに対し、上述した図6のようなデュアルバンド型のSAWフィルタ素子を構成した上でフィルタ特性を測定すると図8(a)、

(b)に示すように通過帯域の挿入損失が増大し、かつフィルタの通過域の平坦性も劣化するため実用に供することができないと云う欠陥があった。尚、測定に用いた

サンプルは圧電基板として64° YXカットのLiNbO₃、DMSフィルタは何れも中央IDT15.5対、両側IDT10.5対、IDTの交差長45λ(λはSAWの波長)、反射器200本、電極膜厚4%λとして製作したものである。以下同等の条件でサンプルを作成した。また、フィルタ特性を示す図面には広い周波数帯域で測定したものと通過帯域付近で測定したものとを同時に示したものである。

【手続補正3】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0009

【補正方法】変更

【補正内容】

【0009】

【本発明の実施の形態】以下、本発明を実施例を示す図面に基づいて詳細に説明する。先ず、本発明の理解を助けるために従来のデュアルバンド型SAWフィルタの特性について少しく詳細に検討する。図9(a)、(b)はそれぞれ図6に示したデュアルバンド型SAWフィルタのスミスチャートを示したものである。図9(a)は割り当て周波数が885～870MHzでフィルタ効果を呈する側(例えば図6のフィルタ2)についての周波数とインピーダンスの関係を示すものであり、図9

(b)は割り当て周波数が826～810MHzでフィルタ効果を呈する側(例えば図6のフィルタ3)についての周波数とインピーダンスの関係を示すものであり、自らの通過域周波数近傍(図中4、5)ではインピーダンスがほぼ50Ωとなるものの、図9(a)に於いてはフィルタ3の通過域周波数近傍(図中6)が、図9(b)に於いてはフィルタ2の通過域周波数近傍(図中7)がそれぞれ低インピーダンスとなることが判る。

(周知のように、スミスチャートは図中右端点に近づくほどインピーダンスが高いことを意味している。)即ち、2つのフィルタの入力を共通としたことによって、何れのフィルタも互いに他方のフィルタの通過域周波数近傍に於いて低インピーダンスとなるため、上述した図8のようなフィルタ特性の劣化が生じたものと推測できる。

【手続補正4】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0010

【補正方法】変更

【補正内容】

【0010】そこで、本発明は各フィルタの位相を制御することにより他方のフィルタの通過域周波数に対応するインピーダンスを上昇させて、他方のフィルタの通過域特性を改善せんとしたものであって、図1はその一実施例を示す構成図である。即ち、圧電基板1上に2つのDMSフィルタ素子2、3を配置し、一方のフィルタ素

子2の入力端に前記フィルタ素子と同じプロセスで圧電基板上に形成した金属薄膜の電極パターンのコンデンサ8を直列に接続し、これと他方のフィルタ素子3の入力端とを接続して共通入力として、これにコイル9を並列に接続したものである。上述のように構成することによってフィルタ特性は図2(a)に示すように通過帯域 $81.8\text{MHz} \pm 8\text{MHz}$ にて挿入損失が2dB程度、図2(b)に示すように通過帯域 $87.7.5\text{MHz} \pm 7.5\text{MHz}$ にて挿入損失が2dB程度と両者ともに温度による変動を考慮しても挿入損失が概ね2.5dB程度のフィルタの通過域特性が実現できる。尚、このときのコンデンサ8の容量は約7pF、コイル9のインダクタンスは10nHである。

【手続補正5】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0011

【補正方法】変更

【補正内容】

【0011】以下、本発明の動作について説明する。上述したように同一圧電基板上に構成した2つのフィルタ素子の入力端を単に接続しただけでは所望の良好なフィルタ通過域特性を得ることはできない。本発明者らはその理由が何れのフィルタも互いに他方のフィルタの通過域周波数近傍に於いて低インピーダンスとなるためであることに鑑み、位相を制御して他方のフィルタの通過域

周波数近傍に於けるインピーダンスを増大することに思い至ったのである。

【手続補正6】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】図面の簡単な説明

【補正方法】変更

【補正内容】

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明にかかるマルチバンドSAWフィルタの一実施例を示す構成図。

【図2】本発明にかかるマルチバンドSAWフィルタの特性を示す図。

【図3】本発明にかかるマルチバンドSAWフィルタの動作を説明する図。

【図4】本発明にかかるマルチバンドSAWフィルタの動作を説明する図。

【図5】周波数割り当てを説明する図。

【図6】従来のデュアルバンド型SAWフィルタの構成図。

【図7】従来のDMSフィルタの特性を示す図。

【図8】従来のデュアルバンド型SAWフィルタの特性を示す図。

【図9】従来のデュアルバンド型SAWフィルタのスミスチャート図。